

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.⁷

H01Q 3/26

H04Q 7/00 H04B 1/10

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02103582.2

[43] 公开日 2002 年 9 月 18 日

[11] 公开号 CN 1369932A

[22] 申请日 2002.2.7 [21] 申请号 02103582.2

[30] 优先权

[32] 2001.2.8 [33] JP [31] 032870/2001 ✓

[71] 申请人 日本电气株式会社

地址 日本国东京都

[72] 发明人 吉田尚正

[74] 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司

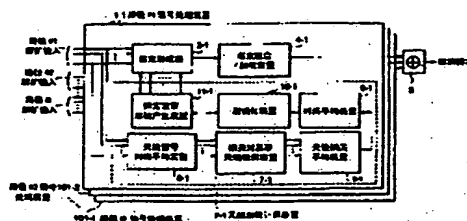
代理人 朱进桂

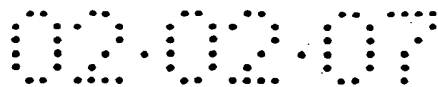
权利要求书 4 页 说明书 15 页 附图页数 7 页

[54] 发明名称 自适应天线接收装置

[57] 摘要

在自适应天线接收装置中,为每个路径检测相邻天线间的相关性,根据通过平均检测的相关性产生的向量形成希望的电波的路径到达方向的固定波束,接收并组合每个路径,或为具有多个码片定时的每个信号序列解扩检测相邻天线间的相关性,根据通过平均检测的相关性产生的向量形成每个信号序列的到达方向的固定波束,根据从每个信号序列的输出产生的延迟表检测路径定时,或为具有多个码片定时的每个信号序列解扩检测相邻天线间的多个相关性,根据通过平均检测的相关性产生的向量形成信号序列的到达方向的固定波束,根据从每个信号序列的输出产生的延迟表检测路径定时,利用路径定时和在路径定时的固定波束接收和组合每个路径。





权 利 要 求 书

1.一种自适应天线接收装置，通过阵列天线接收 CDMA（码分多址）
5 信号，自适应地形成定向波束以接收希望的电波，并且抑制干扰，其中：
为每个路径检测相邻天线之间的多个相关性，根据通过平均多个检测的相关性产生的向量形成专用于希望电波的每个路径到达方向的固定波束，和接收并组合每个路径。

2.根据权利要求 1 所述的自适应天线接收装置，其特征在于产生该
10 固定波束的天线加权，以便在阵列天线的几何中心给予接收信号 0 相移。

3.一种自适应天线接收装置，通过阵列天线接收 CDMA（码分多址）
信号，自适应地形成定向波束以接收希望的电波，并且抑制干扰，其中：
为具有多个码片定时的每个信号序列解扩而检测相邻天线之间的多个相关性，根据通过平均多个检测的相关性产生的向量形成专用于每个
15 信号序列的到达方向的固定波束，和根据从每个信号序列的输出产生的延迟表检测路径定时。

4.根据权利要求 3 所述的自适应天线接收装置，其特征在于产生该
固定波束的天线加权，以便在阵列天线的几何中心给予接收信号 0 相移。

5.一种自适应天线接收装置，通过阵列天线接收 CDMA（码分多址）
20 信号，自适应地形成定向波束以接收希望的电波，并且抑制干扰，其中：
为具有多个码片定时的每个信号序列解扩而检测相邻天线之间的多个相关性，根据通过平均多个检测的相关性产生的向量形成专用于每个信号序列的到达方向的固定波束，根据从每个信号序列的输出产生的延迟表检测路径定时，和利用路径定时和在该路径定时的固定波束接收和
25 组合每个路径。

6.根据权利要求 5 所述的自适应天线接收装置，其特征在于产生该
固定波束的天线加权，以便在阵列天线的几何中心给予接收信号 0 相移。

7.一种自适应天线接收装置，通过阵列天线接收 CDMA（码分多址）
信号，自适应地产生定向波束以接收希望的电波，并且抑制干扰，包括：
30 为每个路径配置的、用于同相平均每个天线的解扩信号的天线信号

同相平均装置；

用于为所述天线信号同相平均装置的每个输出检测相邻天线之间的相关性的相邻天线相关检测装置；

5 用于平均来自所述相邻天线相关检测装置的输出的天线相关平均装置；

用于时间平均来自所述天线相关平均装置的输出的时间平均装置；

用于规格化来自所述时间平均装置的输出的规格化装置；

用于固定来自所述规格化装置的输出的固定波束加权产生装置；

10 用于利用来自所述固定波束加权产生装置的输出对解扩信号进行波束形成的波束形成器；

用于利用来自所述波束形成器的输出和来自所述固定波束加权产生装置的输出进行加权的瑞克组合/加权装置；和

用于组合来自相应路径的所述瑞克组合/加权装置的输出并且输出解调信号的组合器。

15 8.根据权利要求 7 所述的自适应天线接收装置，其特征在于所述固定波束加权产生装置产生固定波束的天线加权，以便对在阵列天线几何中心的接收信号给予 0 相移。

9.一种自适应天线接收装置，通过阵列天线接收 CDMA（码分多址）信号，自适应地形成定向波束以接收希望的电波，并且抑制干扰，包括：

20 用于输出通过解扩具有多个码片定时的接收信号而获得的信号序列的滑动相关器；

为每个信号序列配置的、用于同相平均每个天线的信号的天线信号同相平均装置；

25 用于为所述天线信号同相平均装置的每个输出检测相邻天线之间的相关性的相邻天线相关检测装置；

用于平均来自所述相邻天线相关检测装置的输出的天线相关平均装置；

用于时间平均来自所述天线相关平均装置的输出的时间平均装置；

用于规格化来自所述时间平均装置的输出的规格化装置；

30 用于固定来自所述规格化装置的输出的固定波束加权产生装置；

用于利用来自所述固定波束加权产生装置的输出对解扩信号序列进行波束形成的波束形成器；

用于从来自所述波束形成器的输出产生延迟表的延迟表产生装置；
和

5 用于从延迟表检测路径定时的路径定时检测装置。

10. 根据权利要求 9 所述的自适应天线接收装置，其特征在于所述固定波束加权产生装置产生固定波束的天线加权，以便对在阵列天线几何中心的接收信号给予 0 相移。

11. 一种自适应天线接收装置，通过阵列天线接收 CDMA（码分多址）
10 信号，自适应地形成定向波束以接收希望的电波，并且抑制干扰，包括：
用于输出通过解扩具有多个码片定时的接收信号获得的信号序列的滑动相关器；

为每个信号序列配置的、用于同相平均每个天线的信号的信号的天线信号同相平均装置；

15 用于为所述天线信号同相平均装置的每个输出检测相邻天线之间的相关性的相邻天线相关检测装置；

用于平均来自所述相邻天线相关检测装置的输出的天线相关平均装置；

用于时间平均来自所述天线相关平均装置的输出的时间平均装置；

20 用于规格化来自所述时间平均装置的输出的规格化装置；

用于固定来自所述规格化装置的输出的固定波束加权产生装置；

用于利用来自所述固定波束加权产生装置的输出对解扩信号序列进行波束形成的第一波束形成器；

25 用于从来自所述第一波束形成器的输出产生延迟表的延迟表产生装置；

用于从延迟表检测路径定时的路径定时检测装置；

为每个路径配置的，以利用路径定时和在该路径定时的固定波束接收每个路径的第二波束形成器；

用于对来自所述第二波束形成器的输出加权的瑞克组合/加权装置；

30 和

用于组合来自所述相应路径的瑞克组合/加权装置的输出并且输出解调信号的组合器。

12. 根据权利要求 11 所述的自适应天线接收装置，其特征在于所述固定波束加权产生装置产生固定波束的天线加权，以便对在阵列天线几何中心的接收信号给予 0 相移。
- 5

自适应天线接收装置

5

技术领域

本发明涉及一种自适应天线接收装置，更具体地讲，涉及一种接收 CDMA（码分多址）信号，和自适应地形成一个天线定向波束，以接收希望的电波，并且消除干扰的自适应天线接收装置。

10

背景技术

由于 CDMA 能够增大用户容量，所以 CDMA 被认为是一种下一代移动通信蜂窝系统的无线电接入方案。但是，在基站接收侧，同时接入的用户信号相互干扰。为了消除用户信号之间的干扰，已提出了一种自适应阵列天线。

15

自适应阵列天线利用多个天线接收信号，并利用复数给接收的信号加权和组合接收的信号。接下来，自适应阵列天线通过控制每个天线的接收信号的幅度和相位形成一个定向波束。通过这种操作，可以只接收希望的用户信号。此外，可以抑制任何其它用户干扰信号。

20

已经知道有两种确定自适应天线的天线加权的方法。

一种方法是，利用一种诸如 LMS（最小均方）或根据 MMES（最小均方误差）的 RLS 之类的自适应更新算法，通过反馈控制确定加权（反馈控制法）。

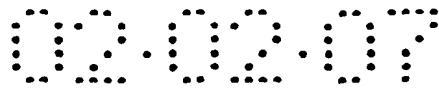
25

另一种方法是开环控制法，在这种方法中，利用一种诸如 MUSIC 或 ESPRIT 之类的到达方向估算算法从天线接收信号估算希望电波的到达方向，并且使波束对准该方向。

这种开环控制法有一个优点：即使是从一短的接收信号序列也能精确地计算出天线加权，而不像反馈控制法那样。但是，运算量变大。

30

日本未审查专利公开第 11-274976 号提出了“无线电基站的阵列天线系统”，这种天线阵列系统使用了一种不用开环控制法中的任何复杂



的到达方向估算算法的易于确定天线加权的方法。

图 1 示出了一个根据这个现有技术的自适应天线接收装置。这个自适应天线接收装置具有 L (L 是一个正整数) 个路径信号处理装置 101-1 至 101L。数 L 是对应于移动通信环境中的一个多径传输路径的数, 即, 使用该路径数量以使路径信号处理装置接收和解调 CDMA 信号。

路径信号处理装置 101-1 至 101-L 分别具有天线加权计算装置 102-1 至 102L, 波束形成器 103-1 至 103-L, 和瑞克组合/加权装置 104-1 至 104L。以下将说明路径#1 信号处理装置 101-1。该说明也可适用于路径 2#信号处理装置 101-2 至路径#L 信号处理装置 101-L。

天线加权计算装置 102-1 具有一个天线信号同相平均装置 106-1, 相关对基准天线 (correlation-to-reference-antenna) 检测装置 107-1, 和时间平均装置 108-1。

天线信号同相平均装置 106-1 通过匹配相应路径的解扩码元的相位并相加它们的向量来改进 SINR。

在调制码元时不能进行这种操作。但是, 在利用一个导频信号通过一个已知导频码元取消调制之后, 可以进行同相加法。用于同相平均的码元数量变得越大, 对 SINR 的改进越大。但是, 如果由于衰减或类似原因造成出现快速相位改变时, 它受到限制。

天线信号同相平均装置 106-1 可以使用要被平均化的任意数量的码元, 和使用任何给每个码元加权的方法。

相关对基准天线检测装置 107-1 检测一个基准天线接收信号与其余的天线接收信号之间的相关性。更具体地讲, 相关对基准天线检测装置 107-1 将另一个天线的接收信号乘以基准天线接收信号的复数共轭信号。

例如, 将第一号天线定义为基准天线。从相关对基准天线检测装置 107-1 的输出由下式给出:

$$R(i, j, m) = Z_{EL}(i, j, m) Z_{EL}^*(i, 1, m) \quad (1)$$

其中 i (i 是一个整数; $1 \leq i \leq L$) 是路径数, j (j 是一个整数; $2 \leq j \leq N$) 是天线数量, 和 m (m 是一个正整数) 是来自天线信号同相平均装置 106-1 的一个输出 $Z_{EL}(i, j, m)$ 的输出数。

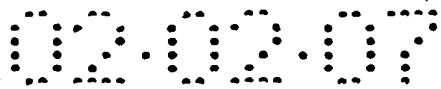


图 6 示出了阵列天线 61-1 至 61-N (N 是一个正整数) 接收的信号。每个天线接收的信号根据它到达的方向具有一个相位滞后。例如, 天线元 61-1 (基准天线元) 接收的信号具有相对于第 j 个天线元 61-j (j 是一个整数; $1 \leq j \leq N$) 接收的信号的 $(j-1)(2\pi d/\lambda) \sin \phi_0$ 的相位滞后。
5 在这种情况下, ϕ_0 是信号到达的方向, d 是相邻天线之间的间隔, 和 λ 是信号波长。

因此, $R(i,j,m)$ 的相位理想地检测为 $(j-1)(2\pi d/\lambda) \sin \phi_0$ 。

时间平均装置 108-1 计算来自相关对基准天线检测装置 107-1 的多个输出的平均值。可以把任意时间和方法用作这种平均值计算的平均时间
10 和加权方法。从时间平均装置 108-1 的输出是天线加权 $w(i,j,m)$ 。

波束形成器 103-1 利用从时间平均装置 108-1 输出的天线加权 $w(i,j,m)$ 给相应天线接收信号加权并组合它们。也就是说, 使用天线加权计算装置 102-1 计算的天线加权, 通过相应路径的天线定向波束接收解扩的信号。

15 图 4 示出了路径#1 的波束形成器 103-1 的配置。天线的数量是 N (N 是一个正整数)。

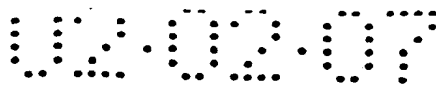
波束形成器 103-1 至 103-L 分别具有复共轭装置 (41-1-1 至 N) 至 (41-L-1 至 N), 乘法器 (42-1-1 至 N) 至 (42-L-1 至 N), 和组合器 43-1 至 43-L。

20 复共轭装置 41-1-1 至 41-1-N 中的每一个计算天线加权 $w(i,j,m)$ 的复共轭 $w^*(i,j,m)$ (天线加权 w 和它的复共轭 w^* 中的 j 是一个整数; $j \geq 1$)。

乘法器 42-1-1 至 42-1-N 中的每一个将路径#1 中的一个对应解扩输入乘以天线加权的复共轭 $w^*(i,j,m)$ 。

25 组合器 43-1 将来自乘法器 42-1-1 至 42-1-N 的输出相加, 从而计算出波束形成器的输出。

天线加权的复共轭 $w^*(i,j,m)$ 的理想相位是 $-(j-1)(2\pi d/\lambda) \sin \phi_0$ 。因此, 波束形成器 103-1 起到组合已从方向 ϕ_0 到达的信号的作用, 从而使相应天线的接收信号与基准天线元 61-1 的接收信号同相。此外,
30 由于从一个与方向 ϕ_0 不同的方向到达的信号不同相, 所以, 可以形成



一个在方向 ϕ_0 上具有增益的和在不是方向 ϕ_0 上减少增益的波束。

瑞克组合/加权装置 104-1 补偿来自波束形成器 103-1 的输出的相位上的，即，基准天线相位上的变化，并对输出加权，以组合路径（瑞克组合）。也就是说，瑞克组合/加权装置 104-1 对每个路径的波束输出加
5 权。进行这种加权，以便能够使组合后的 SINR（信号与干扰和噪声比）最大。

组合器 105 把相应路径的加权输出相加，以获得解调输出。即，组合器 105 将来自路径信号处理装置 101-1 至 101-L 的输出相加，从而获得一个高质量的解调输出。

10 但是，在上述常规自适应天线接收装置中，只有在天线信号同相平均装置 106-1 至 106-L 或时间平均装置 108-1 至 108-L 的平均时间足够长时，才能使相应天线的接收信号的相位与基准天线的相位匹配。也就是说，只有在这种情况下，才能够使波束中心对准信号到达方向 ϕ_0 。

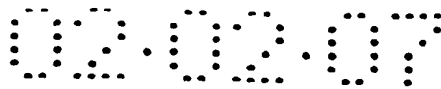
也就是说，如果平均时间短，那么由于干扰或噪声会造成天线加权的
15 相位精度降低。由于这个原因，波束中心方向偏移。此外，波束带外的干扰抑制特性也大幅度降低。

发明内容

20 本发明是考虑到现有技术的上述问题作出的，并且它的目的是要提供一种能够通过检测所有天线的相邻天线之间的相关性并相加它们而获得一个附加平均效果的，和即使在天线加权计算的平均时间很短时，也能通过把一个固定波束加权用作天线加权而获得一个在波束中心方向具有极小偏移的波束带外侧的优良干扰抑制特性的自适应天线接收装置。

25 为了达到上述目的，根据本发明的第一方面，提供了一种自适应天线接收装置，该自适应天线接收装置通过阵列天线接收 CDMA（码分多址）信号，自适应地形成一个定向波束以接收希望的电波，和抑制干扰，其中为每个路径检测相邻天线之间的多个相关性，根据通过平均多个检测的相关性产生的向量形成一个专用于希望电波的每个路径到达方向的固定波束，和接收并组合每个路径。

30 为了达到上述目的，根据本发明的第二方面，提供一种自适应天线



接收装置，该自适应天线接收装置通过阵列天线接收 CDMA（码分多址）信号，自适应地形成一个定向波束以接收希望的电波，和抑制干扰，其中为具有多个码片定时的每个信号序列解扩而检测相邻天线之间的多个相关性，根据通过平均多个检测的相关性产生的向量形成一个专用于每个信号序列的到达方向的固定波束，和根据从每个信号序列的输出产生的一个延迟表检测路径定时。

为了达到上述目的，根据本发明的第三方面，提供了一种自适应天线接收装置，该自适应天线接收装置通过阵列天线接收 CDMA（码分多址）信号，自适应地形成一个定向波束以接收希望的电波，和抑制干扰，其中为具有多个码片定时的每个信号序列解扩而检测相邻天线之间的多个相关性，根据通过平均多个检测的相关性产生的向量形成专用于每个信号序列的到达方向的一个固定波束，根据从每个信号序列的输出产生的延迟表检测路径定时，和利用路径定时和在该路径定时的固定波束接收和组合每个路径。

为了达到上述目的，根据本发明的第四方面，提供一种自适应天线接收装置，其中在上述第一至第三方面中的任何一个，产生固定波束的天线加权，以便对在阵列天线的几何中心的接收信号给予 0 相位偏移。

为了达到上述目的，根据本发明的第五方面，提供一种自适应天线接收装置，该自适应天线接收装置通过阵列天线接收 CDMA（码分多址）信号，自适应地形成定向波束以接收希望的电波，和抑制干扰，包括为每个路径配置的、用于同相平均每个天线的解扩信号的天线信号同相平均装置，用于为天线信号同相平均装置的每个输出检测相邻天线之间的相关性的相邻天线相关检测装置，用于平均来自相邻天线相关检测装置的输出的天线相关平均装置，用于时间平均来自天线相关平均装置的输出的时间平均装置，用于规格化来自时间平均装置的输出的规格化装置，用于固定来自规格化装置的输出的固定波束加权产生装置，用于利用来自固定波束加权产生装置的输出对解扩信号进行波束形成的波束形成器，用于利用来自波束形成器的输出和来自固定波束加权产生装置的输出进行加权的瑞克组合/加权装置，和用于组合来自相应路径的瑞克组合/加权装置的输出并且输出解调信号的组合器。

为了达到上述目的，根据本发明的第六方面，提供一种自适应天线接收装置，该自适应天线接收装置通过阵列天线接收 CDMA（码分多址）信号，自适应地形成定向波束以接收希望的电波，并且抑制干扰，包括用于输出通过解扩具有多个码片定时的接收信号而获得的信号序列的滑动相关器，为每个信号序列配置的、用于同相平均每个天线的信号的天线信号同相平均装置，用于为天线信号同相平均装置的每个输出检测相邻天线之间的相关性的相邻天线相关检测装置，用于平均来自相邻天线相关检测装置的输出的天线相关平均装置，用于时间平均来自天线相关平均装置的输出的时间平均装置，用于规格化来自时间平均装置的输出的规格化装置，用于固定来自规格化装置的输出的固定波束加权产生装置，用于利用来自固定波束加权产生装置的输出对解扩信号序列进行波束形成的波束形成器，用于从来自波束形成器的输出产生延迟表的延迟表产生装置，和用于从延迟表检测路径定时的路径定时检测装置。

为了达到上述目的，根据本发明的第七方面，提供一种自适应天线接收装置，该自适应天线接收装置通过阵列天线接收 CDMA（码分多址）信号，自适应地形成定向波束以接收希望的电波，并且抑制干扰，包括用于输出通过解扩具有多个码片定时的接收信号获得的信号序列的滑动相关器，为每个信号序列配置的、用于同相平均每个天线的信号的天线信号同相平均装置，用于为天线信号同相平均装置的每个输出检测相邻天线之间的相关性的相邻天线相关检测装置，用于平均来自相邻天线相关检测装置的输出的天线相关平均装置，用于时间平均来自天线相关平均装置的输出的时间平均装置，用于规格化来自时间平均装置的输出的规格化装置，用于固定来自规格化装置的输出的固定波束加权产生装置，用于利用来自固定波束加权产生装置的输出对解扩信号序列进行波束形成的第一波束形成器，用于从来自第一波束形成器的输出产生延迟表的延迟表产生装置，用于从延迟表检测路径定时的路径定时检测装置，为每个路径配置的，以利用路径定时和在该路径定时的固定波束接收每个路径的第二波束形成器，用于对来自第二波束形成器的输出加权的瑞克组合/加权装置，和用于组合来自相应路径的瑞克组合/加权装置的输出并且输出解调信号的组合器。

为了达到上述目的，根据本发明的第八方面，提供一种自适应天线接收装置，其中上述第五至第七方面中的任何一个的固定波束加权产生装置产生固定波束的天线加权，以便对在阵列天线的几何中心的接收信号给予 0 相位偏移。

5 正如上述各方面给出的，根据本发明，通过检测相邻天线之间的多个相关性并且相加它们获得了附加的平均效果。此外，使用了把天线的几何中心设置在 0 相位偏移的固定波束加权作为天线加权。因此，即使在天线加权计算的平均时间短时，也能实现在波束中心方向上具有极小偏移的波束带外侧的极好的干扰抑制特性。

10 在本发明中，天线加权是通过开环控制与每个路径定时的计算同时在短时间里计算的，并且利用一个波束形信号检测每个路径，从而实现了极好的路径定时检测特性。

此外，在本发明中，当解调/接收部分利用路径定时检测部分使用的天线加加权中的一个对应路径定时的天线加权执行波束形成时，解调/接收部分不需要重新计算天线加权。

15 通过参考以下详细说明和作为图示方式例子给出的本发明原理的优选实施例的附图，熟悉本领域的人员将对本发明的上述和许多其它目的、特征和优点有更清楚的了解。

20 附图说明

图 1 是表示常规自适应天线接收装置的方框图；

图 2 是表示本发明的第一实施例的方框图；

图 3 是表示本发明的第二实施例的方框图；

图 4 是表示波束形成器的方框图；

25 图 5 是表示瑞克组合/加权装置的方框图；

图 6 是表示阵列天线接收的信号的曲线图；

图 7 是表示根据本发明的波束图形的曲线图；和

图 8 是表示本发明的自适应天线接收装置和常规自适应天线接收装置的特性的曲线图。

具体实施方式

以下参考附图对本发明的一些优选实施例进行详细的说明。

第一实施例：

- 5 以下参考图 2 说明本发明的第一实施例。根据本发明的第一自适应天线接收装置具有对应于移动通信环境中的多径传输路径的、用于接收和解调 CDMA 信号的路径信号处理装置 1-1 至 1-L。即，当存在 L (L 是一个正整数) 个多径传输路径时，配置 L 个路径信号处理装置。

10 该自适应天线接收装置具有路径信号处理装置 1-1 至 1-L 和组合器 5。

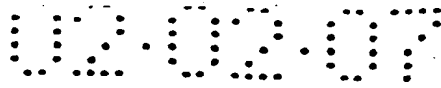
路径信号处理装置 1-1 至 1-L 分别具有天线加权计算装置 2-1 至 2-L，波束形成器 3-1 至 3-L，和瑞克组合/加权装置 4-1 至 4-L。以下说明对应于路径#1 的路径信号处理装置 1-1。该说明也可以适用于路径信号处理装置 1-2 至 1-L。

- 15 天线加权计算装置 2-1 具有天线信号同相平均装置 6-1，相邻天线相关检测装置 7-1，天线相关平均装置 8-1，时间平均装置 9-1，规格化装置 10-1，和固定波束加权产生装置 11-1。

20 天线信号同相平均装置 6-1 通过匹配相应路径的解扩码元的相位和相加它们的向量来改进 SINR。在调制码元时不能进行这种操作。但是，在通过利用一个导频信号的已知导频码元取消调制之后，可以进行同相相加。用于求同相平均值的码元数量变得越大，可对 SINR 改进越大。但是，如果由于衰减或类似的原因造成出现快速相位变化时，它受到限制。

25 天线信号同相平均装置 6-1 可以使用任意数量的要求平均值的码元，和任何对每个码元加权的方法。

相邻天线相关检测装置 7-1 检测相邻天线的接收信号之间的相关性。更具体地讲，相邻天线相关检测装置 7-1 将第 j 个天线的接收信号乘以第 (j-1) 个天线的天线接收信号的复共轭信号。来自相邻天线相关检测装置 7-1 的输出由等式 (2) 给出：



$$R(i, j, m) = Z_{EL}(i, j, m) Z_{EL}^*(i, j-1, m) \quad (2)$$

其中 i (i 是一个整数; $1 \leq i \leq L$) 是路径数量, j (j 是一个整数; $2 \leq j \leq N$) 是天线数量, m (m 是一个正整数) 是来自天线信号同相平均装置 6-1 的输出 $Z_{EL}(i, j, m)$ 的输出数量。

5 如图 6 中所示, $R(i, j, m)$ 的理想相位检测为 $(2\pi/\lambda) \sin \phi_0$ 。

天线相关平均装置 8-1 通过等式 (3) 计算来自相邻天线相关检测装置 7-1 的输出的平均值:

$$R(i, m) = \frac{1}{N-1} \sum_{j=2}^N R(i, j, m) \quad (3)$$

10 就是说, 根据本发明的自适应天线接收装置利用相邻天线相关检测装置 7-1 获得了相邻天线的接收信号之间的相关性 $R(i, j, m)$, 并且利用天线相关平均装置 8-1 平均来自相邻天线相关检测装置 7-1 的输出 $R(i, j, m)$ 。也就是说, 对所有天线执行附加平均运算。这种配置的使用是导致本发明的效果的第一个因素 (以后要说明的)。

15 时间平均装置 9-1 计算来自天线相关平均装置 8-1 的多个输出的平均值。也就是说, 对来自天线相关平均装置 8-1 的多个输出进行求平均值处理。

例如, 通过利用一个遗漏系数 λ_{AV} 的加权平均值由等式 (4) 给出来自时间平均装置 9-1 至 9-L 的输出 $R_{AV}(i, m)$:

$$R_{AV}(i, m) = (1 - \lambda_{AV}) R(i, m) + \lambda_{AV} R_{AV}(i, m-1) \quad (4)$$

20 时间平均装置 9-1 可以使用任何时间和方法作为平均时间和加权方法。

规格化装置 10-1 规格化来自时间平均装置 9-1 的输出向量 $R_{AV}(i, m)$ 。等式 (5) 给出了一个规格化的向量 $R_{AVN}(i, m)$:

$$R_{AVN}(i, m) = \frac{R_{AV}(i, m)}{|R_{AV}(i, m)|} \quad (5)$$

25 当天线数量 N 是偶数时, 除了规格化向量 $R_{AVN}(i, m)$ 之外, 还产生了一个由等式 (6) 表示的具有 $R_{AVN}(i, m)$ 相位的 $1/2$ 相位的规格化向量 $R_{AVN2}(i, m)$:

$$R_{AVN2}(i, m) = \frac{R_{AVN}(i, m) + 1.0}{|R_{AVN}(i, m) + 1.0|} \quad (6)$$

固定波束加权产生装置 11-1 产生固定波束加权, 使得接收信号的相位在阵列天线的几何中心具有 0 偏移。也就是说, 固定了波束加权。可以根据天线的数量 N 是偶数还是奇数, 用以下方式计算固定波束加权

5 $w(i, j, m)$ 。

当天线数量 N 是偶数时, 固定波束加权由等式 (7) 给出:

$$\begin{aligned} w(i, j, m) &= \frac{1}{N} R_{AVN2}(i, m) \left[j = \frac{N}{2} + 1 \right] \\ w(i, j, m) &= w(i, j-1, m) R_{AVN}(i, m) \left[\frac{N}{2} + 1 \leq j \leq N \right] \\ w(i, j, m) &= \frac{1}{N} R_{AVN2}^*(i, m) \left[j = \frac{N}{2} \right] \\ w(i, j, m) &= w(i, j, m) R_{AVN}^*(i, m) \left[1 \leq j \leq \frac{N}{2} - 1 \right] \end{aligned}$$

(7)

10

当天线数 N 是奇数时, 由等式 (8) 给出固定波束加权 $w(i, j, m)$:

$$\begin{aligned} w(i, j, m) &= \frac{1}{N} \left[j = \frac{N+1}{2} \right] \\ w(i, j, m) &= w(i, j-1, m) R_{AVN}(i, m) \left[\frac{N+1}{2} + 1 \leq j \leq N \right] \\ w(i, j, m) &= w(i, j+1, m) R_{AVN}^*(i, m) \left[1 \leq j \leq \frac{N+1}{2} - 1 \right] \end{aligned} \quad (8)$$

15 因此, 在天线加权产生中将天线的几何中心设置在 0 相移, 以防止由于天线加权计算中误差造成一个固定波束的中心相对于实际信号到达方向 Φ_0 偏移时的波束形成输出信号的任何相移。

当在波束形成器输出端的传输路径中对多个天线加权更新周期进行相位平均时, 这种相移造成非常严重的问题。

20 当把天线的几何中心设置在 0 相移时, 即使当波束中心偏移, 波束形成器的输出也总是能够具有预定偏移。

当没有在波束形成器输出端对多个天线加权更新周期进行相位平均

计算时,可以任意地设置天线的 0 相移的位置。

根据具有相邻天线相位差信息的规格化向量产生一个固定波束加权是导致本发明的效果的第二因素。

可以用以下的方式实现规格化装置 10-1 和固定波束加权产生装置 11-1。

规格化装置 10-1 首先通过反正切运算计算时间平均装置 9-1 的输出向量 $R_{AV}(i,m)$ 的相位 $\theta(i,m)$ 。即,通过等式 (9) 计算相位 $\theta(i,m)$:

$$\theta(i,m) = \tan^{-1} \frac{\text{Im}[R_{AV}(i,m)]}{\text{Re}[R_{AV}(i,m)]} \quad (9)$$

接下来,通过等式 (10) 计算规格化向量 $R_{AVN}(i,m)$:

$$R_{AVN}(i,m) = \cos[\theta(i,m)] + j \sin[\theta(i,m)] \quad (10)$$

除了规格化向量 $R_{AV}(i,m)$ 之外,规格化装置 10-1 也通过等式 (11) 产生一个具有 $R_{AVN}(i,m)$ 的相位 - (N-1) / 2 倍的相位的规格化向量 $R_{AVN3}(i,m)$:

$$R_{AVN3}(i,m) = \cos\left[\frac{N-1}{2}\theta(i,m)\right] - j \sin\left[\frac{N-1}{2}\theta(i,m)\right] \quad (11)$$

固定波束加权产生装置 11-1 产生固定波束加权,从而使得接收信号的相位在阵列天线的几何中心具有 0 相移。可以用等式 (12) 给出固定波束加权 $w(i,j,m)$:

$$w(i,j,m) = \frac{1}{N} R_{AVN3}(i,m) \quad (j=1)$$

$$w(i,j,m) = w(i,j-1,m) R_{AVN}(i,m) \quad (2 \leq j \leq N) \quad (12)$$

(j 在固定波束加权 w 中是一个正整数: $1 \leq j \leq N$)。

固定波束加权产生装置 11-1 可以产生一个具有 $R_{AVN}(i,m)$ 的相位的 1/2 相位的规格化向量 $R_{AVN2}(i,m)$ 代替规格化向量 $R_{AVN3}(i,m)$ 。在这种情况下,通过等式 (13) 给出规格化向量 $R_{AVN2}(i,m)$:

$$R_{AVN2}(i,m) = \cos\left[\frac{1}{2}\theta(i,m)\right] + j \sin\left[\frac{1}{2}\theta(i,m)\right] \quad (13)$$

波束形成器 3-1 利用从固定波束加权产生装置 11-1 输出的天线加权给天线接收信号加权并组合天线接收信号。即,利用天线加权计算装置

2-1 计算的天线加权, 通过相应路径的天线定向波束接收解扩信号。

图 4 示出了路径#1 的波束形成器 3-1 的配置。天线的数量是 N (N 是一个正整数)。

波束形成器 3-1 至 3-L 分别具有复共轭装置 (41-1-1 至 N) 至 (41-L-1 至 N), 乘法器 (42-1-1 至 N) 至 (42-L-1 至 N), 和组合器 43-1 至 43-L。在这里把波束形成器 3-1 作为示例说明。

每个复共轭装置 41-1-1 至 41-1- N 计算天线加权的复共轭。

每个乘法器 42-1-1 至 42-1- N 将路径#1 中的一个对应的解扩输入乘以天线加权的复共轭。

10 组合器 43-1 将来自乘法器 42-1-1 至 42-1- N 的输出相加, 从而计算出波束形成器的输出。

波束形成器 3-1 起到组合从方向 ϕ_0 到达的信号的作用, 从而使相应天线的接收信号和在天线几何中心的接收信号同相。此外, 由于从不同于方向 ϕ_0 的方向到达的信号不同相, 因此, 可以形成一个在方向 ϕ_0 具有增益而在除 ϕ_0 的方向减小增益的波束。由于波束形成器 3-1 形成了一个固定波束, 所以可以用等式 (14) 表示它的波束增益特性:

$$g(\phi) = 10 \log_{10} \left| \frac{\sin \left[\frac{N\pi}{2} (\sin \phi - \sin \phi_0) \right]}{N \sin \left[\frac{\pi}{2} (\sin \phi - \sin \phi_0) \right]} \right| \quad (14)$$

图 7 示出了假设波束中心精确地对准信号到达方向 ϕ_0 时, 本发明的自适应天线接收装置形成的一个波束的增益特征。路径的数量是 2。

20 瑞克组合/加权装置 104-1 补偿来自波束形成器 103-1 的输出的相位中的变化, 并且给输出加权, 以组合路径 (瑞克组合)。

图 5 示出了路径#1 的瑞克组合/加权装置 4-1 的配置。瑞克组合/加权装置 4-1 具有传输路径评估装置 51-1, 复共轭装置 52-1, 乘法器 53-1, 干扰功率评估装置 54-1, 倒数计算装置 55-1, 和乘法器 56-1, 并且执行 [希望的电波幅度]/[干扰功率] 的加权, 以实现最大比率组合。即, 如此进行加权, 使得组合后每个路径的波束输出的 SINR 最大。

为了节省计算量, 可以只对希望的电波幅度加权。这种情况下, 瑞克组合/加权装置 4-1 至 4- N 可以使用任意一种加权方法。

组合器 5 把相应路径的加权输出相加，以获得一个解调输出。也就是说，组合器 5 将来自路径信号处理装置 1-1 至 1-L 的输出相加，从而获得一个高质量的解调输出。

如上所述，本发明的自适应天线接收装置通过检测相邻天线之间的多个相关性并把它们相加而获得了一个附加的平均效果。自适应天线接收装置产生一个固定波束加权作为天线加权。因此，自适应天线接收装置即使在天线加权计算的平均时间很短时，也具有在波束中心方向具有极小偏移的波束带外的极好的干扰抑制特性。

图 8 是表示这种自适应天线接收装置和常规自适应天线接收装置的特性的曲线图。横坐标代表 SINR（信号与干扰和噪声比）。纵坐标代表比特误差率特性。

如图 8 中的线 71 指出的，当天线加权计算装置 2 或 102 的平均时间足够长时，根据第一实施例的自适应天线接收装置的比特误差率特性与常规装置的相同。这是由于，如图 6 中所示，在两个配置中都精确地评估了天线之间的相位差。天线加权计算装置 2 或 102 的平均时间是天线信号同相平均装置 6 或 106 和时间平均装置 9 或 108 的总平均时间。

与此相反，当天线加权计算装置 2 或 102 的平均时间很短时，上述自适应天线接收装置的比特误差率特性由线 72 指出，并且常规装置的比特误差率特性由线 73 指出。

第一自适应天线接收装置的比特误差率特性比常规装置好的第一个原因在于，通过天线相关平均装置 8 获得了附加的平均效果。第二个原因是由于由来自固定波束加权产生装置 11 的输出形成的波束是一个固定波束，所以可以抑制波束带外的增益。

第二实施例

下面参考图 3 说明根据本发明第二实施例的第二自适应天线接收装置。

如上所述，在第一自适应天线接收装置中，在解调/接收部分中，天线加权是通过天线加权计算装置 2-1 至 2-L 计算的，并且对解调信号执行波束形成。解扩信号是在解调/接收部分（路径信号处理装置）的输入

侧独立计算的相应路径定时接收的。这种情况下，可以使用任何方法计算每个路径定时。

与此相反，在第二自适应天线接收装置中，天线加权是与路径定时计算同时计算的，并且用一个波束形成信号检测路径定时。还是在解调/接收部分中，利用天线加权在检测的路径定时执行波束形成。这将在以下详细说明。

该自适应天线接收装置接收已通过移动通信环境中的多径传输路径的 CDMA 扩展信号，以接收和解调 CDMA 信号。如图 3 中所示，这个装置具有滑动相关器 21，天线加权计算装置 22，波束形成器 23，延迟表产生装置 24，路径定时检测装置 25，对应于路径数量的 L (L 是一个正整数) 个路径信号处理装置 26-1 至 26- L ，和组合器 30。

滑动相关器 21 以码片周期的 $1/N_R$ (N_R 是一个整数； $1 \leq N_R$) 的分辨率对具有多个码片定时的信号解扩，并且输出一个解扩信号序列。 N_R 一般是 4。

天线加权计算装置 22 具有天线信号同相平均装置 31，相邻天线相关检测装置 32，天线相关平均装置 33，时间平均装置 34，规格化装置 35，和固定波束加权产生装置 36。天线加权计算装置 22 为来自滑动相关器 21 的解扩信号序列的每个输出计算天线加权。如同上述第一自适应天线接收装置那样，天线加权计算装置 22 对每个输出执行处理。

波束形成器 23 形成一个专用天线定向波束，以接收从滑动相关器 21 输出的每个解扩信号序列。

延迟表产生装置 24 求出同相输出的波束形成信号序列的向量平均值，计算功率，并且执行任意的时间平均值计算，从而产生一个在预定周期中平均的延迟表。

可以把延迟表产生装置 24 的同相平均处理放在波束形成器 23 的输入侧进行，以减少波束形成器 23 的运算量。作为替代，也可以把延迟表产生装置 24 用作天线信号同相平均装置 31。

路径定时检测装置 25 根据延迟表检测接收/解调部分使用的多个路径定时。路径定时检测装置 25 一般最好使用一种在把路径选择间隔设置为 $3/4$ 至 1 码片时顺序地从延迟表选择一个高电平的路径的定时的方

法。

路径信号处理装置 26-1 至 26-L 分别具有相关器 27-1 至 27-L, 波束形成器 28-1 至 28-L, 和瑞克组合/加权装置 29-1 至 29-L。以下将把路径信号处理装置 26-1 作为示例说明。

- 5 相关器 27-1 在路径定时检测装置 25 检测的路径定时解扩一个扩展信号。

波束形成器 28-1 利用天线加权计算装置 22 计算的天线加权中的对应于路径定时的天线加权, 通过天线定向波束接收来自相关器 27-1 的输出。

- 10 瑞克组合/加权装置 29-1 给每个路径的波束输出加权, 更具体地讲, 是给波束输出加权, 从而使组合后的 SINR 最大。

组合器 30 把来自路径信号处理装置 26-1 至 26-L 的输出相加, 以获得一个高质量的解调输出。

- 15 在第二实施例中, 解调/接收部分的波束形成器 28-1 至 28-L 使用路径定时检测装置 25 计算的天线加权。解调/接收部分可以利用天线加权计算装置 22 计算的天线加权执行波束形成。

- 20 如上所述, 在第二自适应天线接收装置中, 天线加权是通过开环控制在一个短时间中与每个路径定时的计算同时计算的, 并且每个路径定时是利用一个波束形成信号检测的, 从而实现了极好的路径定时检测特性。

此外, 当解调/接收部分利用路径定时检测部分使用的天线加权中的一个对应路径定时的天线加权执行波束形成时, 解调/接收部分不需要重新计算天线加权。

说明书附图

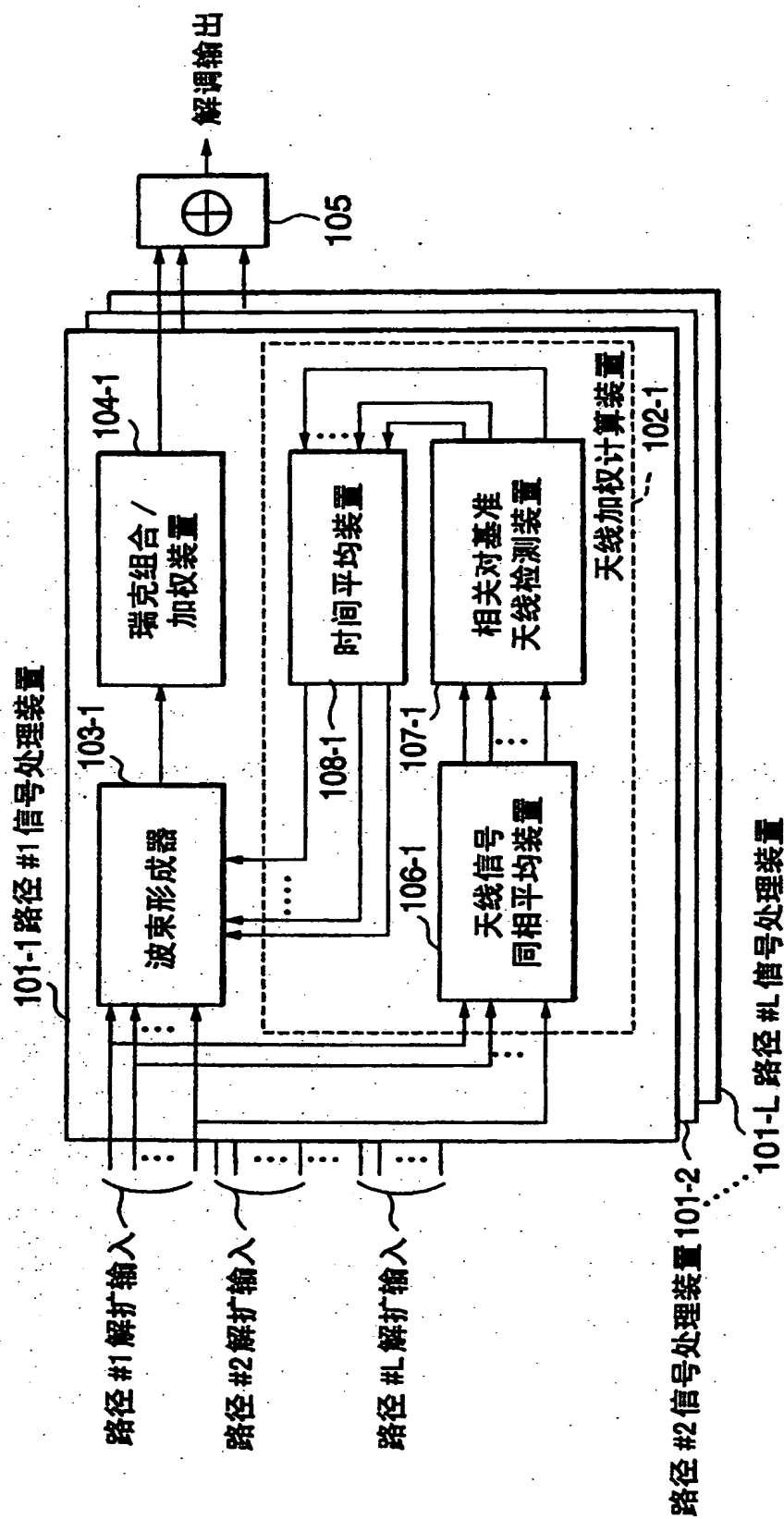


图 1

00000

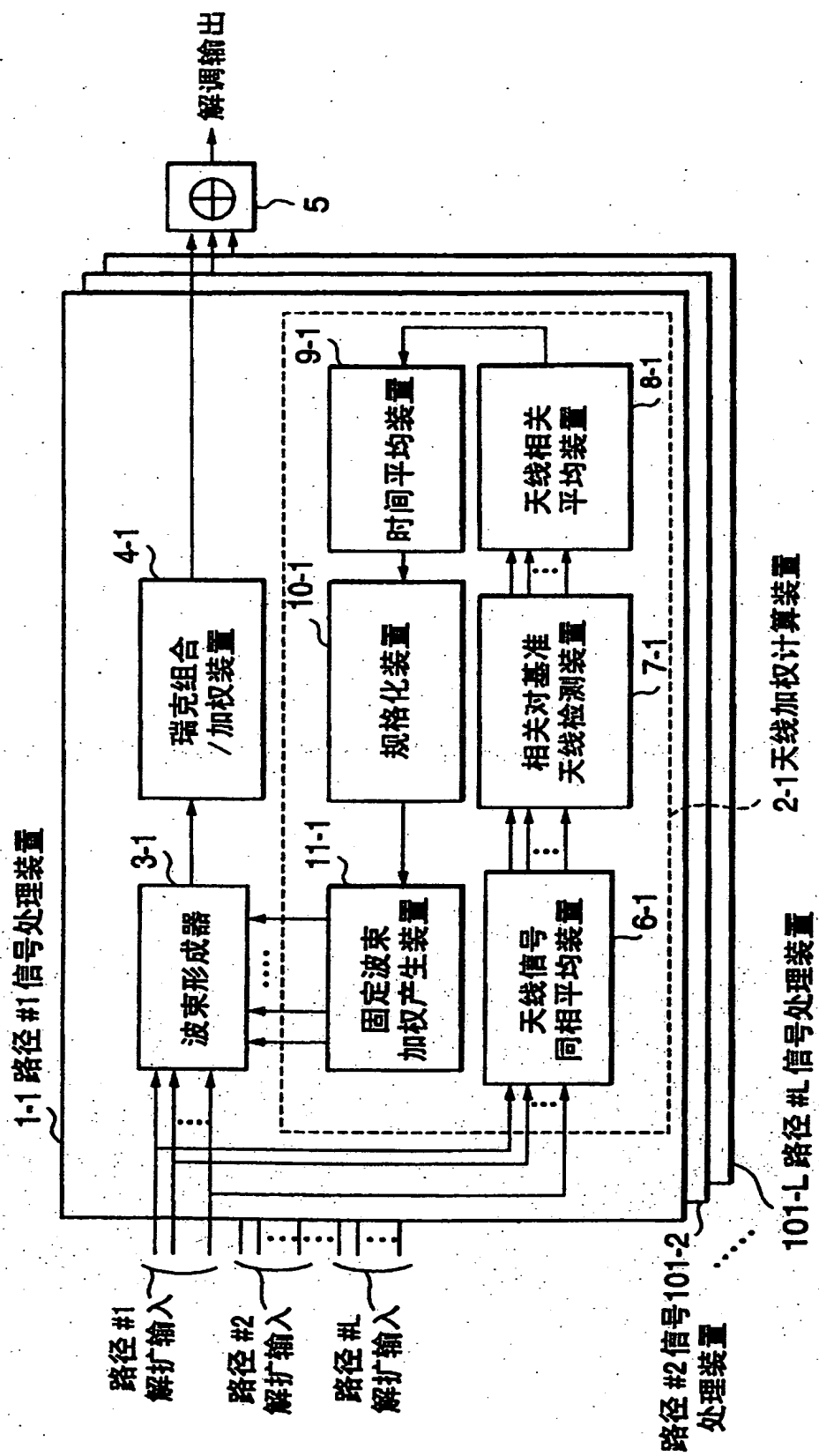


图 2

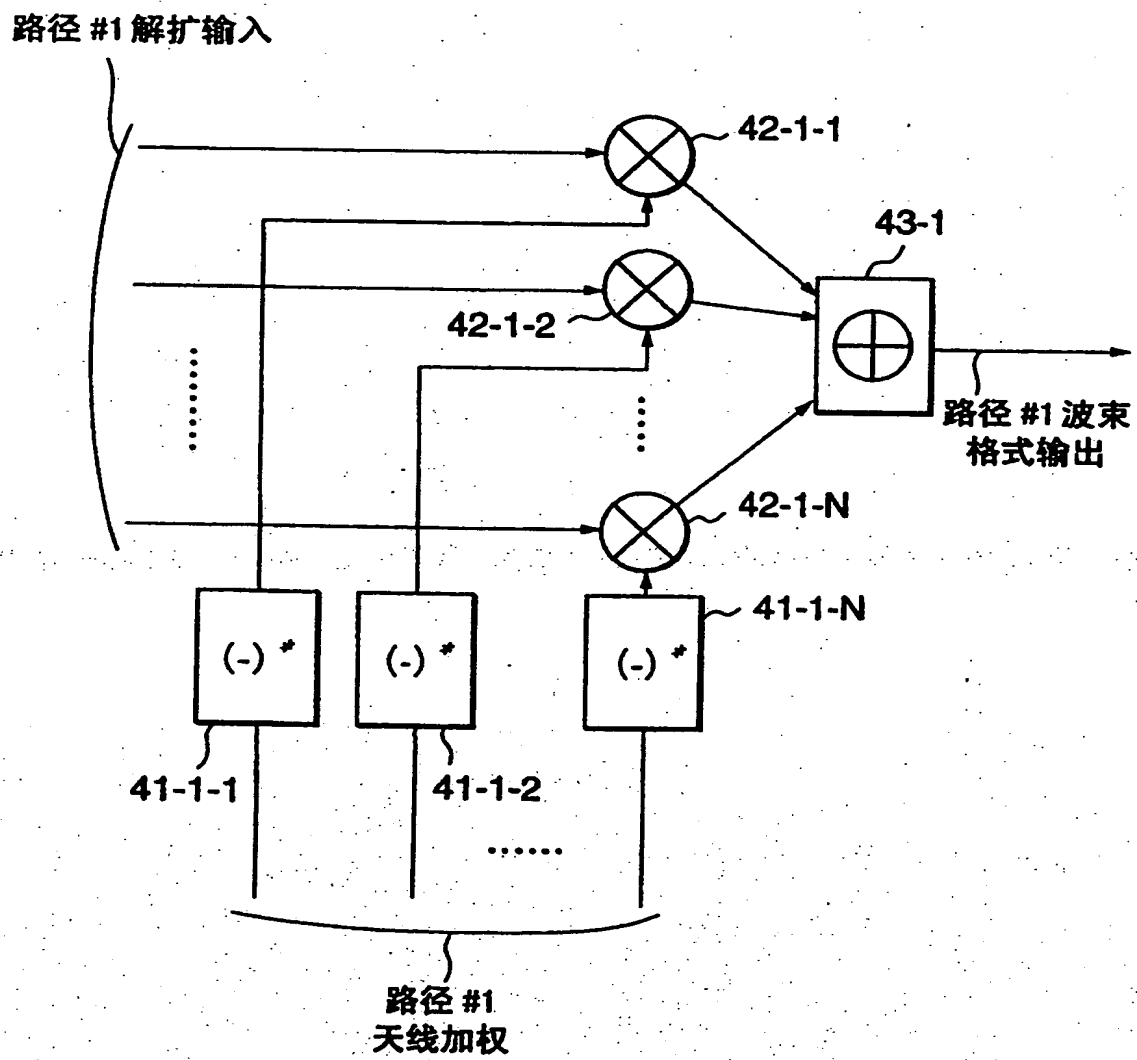


图 4

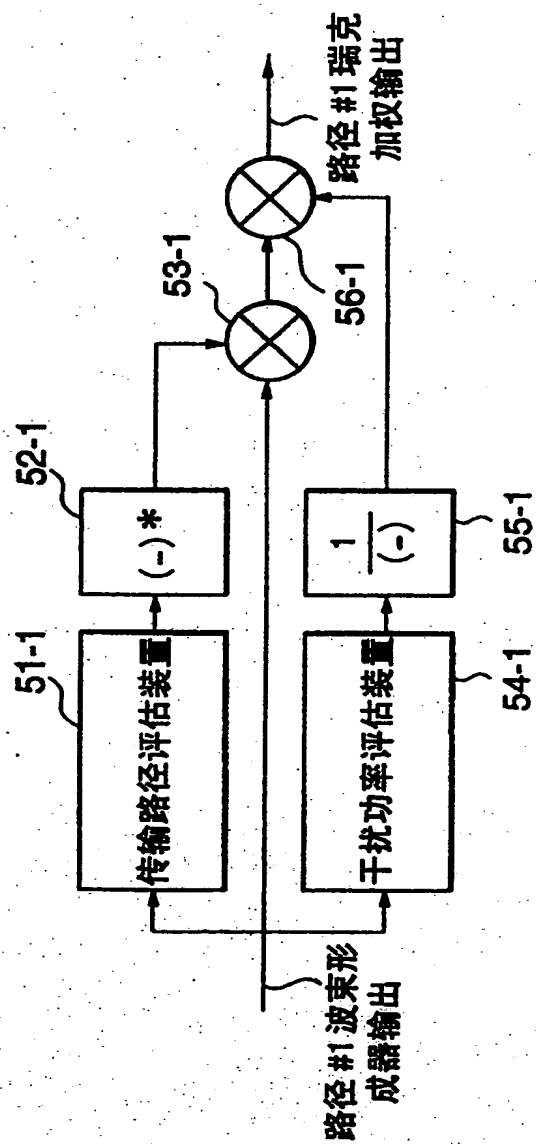


图 5

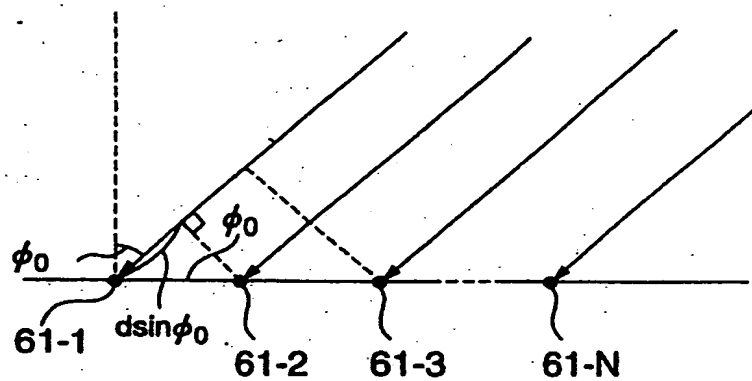


图 6

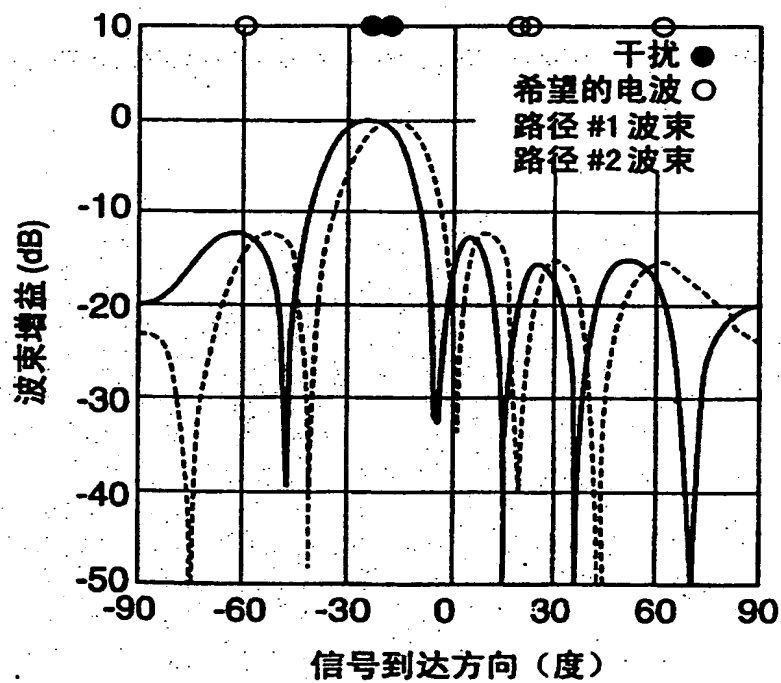


图 7

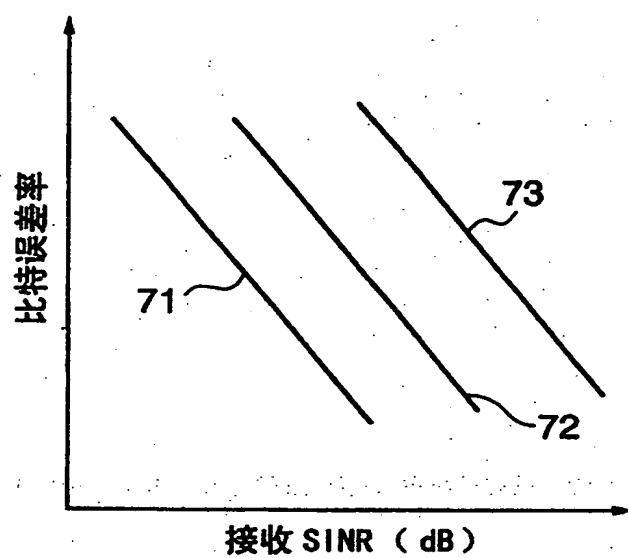


图 8